Rok I. Warszawa, Marzec 1938. Zeszyt 1.

KWARTALNIK TELEKOMUNIKACYJNY

CZASOPISMO NAUKOWE
POŚWIĘCONE SPRAWOM TELEKOMUNIKACJI
WYDAWANE PRZEZ STOWARZYSZENIE TELETECHNIKÓW POLSKICH
PRZY POPARCIU MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Plac Napoleona 10, tel. 343-77.

Prenumerata roczna wynosi zł 2.—

TREŚĆ Nr 1.

SOMMAIRE DU No 1.

STABILIZACJA CZĘSTOTLIWOŚCI PRZY POMOCY OBWODU O STAŁYCH RÓWNOMIERNIE ROZŁOŻONYCH.

Prof. dr. inż. Janusz GROSZKOWSKI.

77

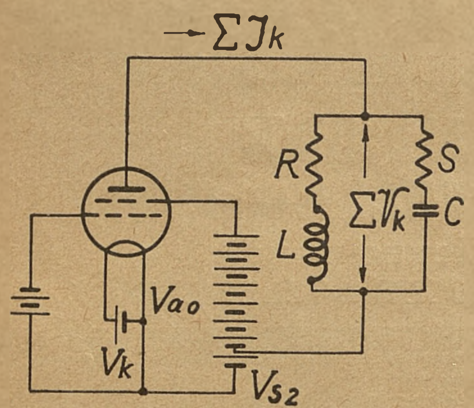
Wstęp.

W generatorach, których częstotliwość określona jest przez stałe skupione obwodu rezonansowego, pobudzanego przez układ lampowy, działający bądź to na zasadzie oporności ujemnej, bądź też na zasadzie sprzężenia zwrotnego, stan pracy układu pobudzającego — w przypadku nieliniowości jego charakterystyk — wywiera wpływ na częstotliwość.

Mechanizm tego wpływu staje się zrozumiały[1]) na tle roli, jaką w układach nieliniowych odgrywają harmoniczne, gdy zawartość ich ulega zmianie wraz ze zmianą stanu pracy układu. Występująca tu zmiana częstotliwości spowodowana jest tym, iż oporności pozorne obu gałęzi obwodu rezonansowego (o stałych skupionych), wzajemnie równe dla częstotliwości podstawowej, nie są równe dla częstotliwości harmonicznych. Wynikający stąd nierównomierny — na obie gałęzie obwodu — rozkład mocy urojonej pociąga za sobą zmianę częstotliwości układu; zmiana ta zachodzi ze zmianą stanu pracy w takim stopniu, jaki jest niezbędny do tego, aby w układzie nastąpiła równość mocy urojonych, odpowiadających nowemu stanowi pracy, tak, by między układem pobudzającym (lampą elektronową) a obwodem rezonansowym nie miał miejsca przepływ mocy urojonej.

[1]) p. np. J. Groszkowski, „Oscylator dynatronowy", Wiad. i Pr. Inst. Radiot. 1931. t. III z 6 str. 77 oraz Wireless Engineer, 1932. t. IX.107, str. 446.

Inaczej mówiąc, zmiana częstotliwości, zachodząca ze zmianą zawartości harmonicznych, jest spowodowana tym, że oporność pozorna obwodu rezonansowego o stałych skupionych jest rzeczywista dla częstotliwości podstawowej, lecz nie jest już rzeczywista dla częstotliwości harmonicznych.



RYS. 1.

Dla prostego obwodu rezonansowego, złożonego z indukcyjności L, pojemności C i oporności R i S, pobudzanego najprostszym układem o oporności ujemnej nieliniowej, np. dynatronem, (rys. 1), związek między zawartością harmonicznych, a zmianą częstotliwości (liczoną od częstotliwości w stanie granicznym ω_1) wyraża się wzorami:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_1} = -\frac{1}{2}\sum_{k=2}^{k=\infty}(k^2-1)\,m_k^2 \cong$$

$$\cong -\frac{1}{2}\sum_{k=2}^{k=\infty}k^2 m_k^2 \quad . \; . \; . \; . \quad (1a)$$

względnie

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_1} = -\frac{1}{2}\frac{\vartheta^2}{\pi^2}\sum_{k=2}^{k=\infty}\frac{k^2}{k^2-1}n_k^2 \cong$$

$$\cong -\frac{1}{2}\frac{\vartheta^2}{\pi^2}\sum n_k^2 \quad . \; . \; . \; . \quad (1b)$$

w których m_k wzgl. n_k oznaczają stosunki napięć wzgl. prądów harmonicznych o pulsacji $k\omega_1$ do napięcia wzgl. prądu podstawowego o pulsacji ω_1:

$$m_k = \frac{\overline{V}_k}{\overline{V}_1}, \qquad n_k = \frac{\overline{I}_k}{\overline{I}_1} \, . \quad (2a), (2b)$$

zaś

$$\vartheta = \pi(R+S)\sqrt{\frac{C}{L}} - \frac{\pi(R+S)}{\omega_1 L} =$$

$$= \pi(R+S)\,\omega_1 C \quad . \; . \; . \; . \quad (3)$$

jest dekrementem logarytmicznym obwodu.

W układzie tym zmniejszenie zmian częstotliwości, czyli polepszenie stałości częstotliwości, może być osiągnięte przez zmniejszenie zawartości harmonicznych bądź przez pracę na możliwie prostoliniowym odcinku charakterystyki dynatronu[3]), bądź przez polepszenie dobroci obwodu, aby przy danym napięciu $\overline{V}_1$ wzgl. prądzie $\overline{I}_1$ były mniejsze napięcia $\overline{V}_k$ wzgl. prądy $\overline{I}_k$ harmoniczne a więc mniejsze m_k wzgl. n_k.

Obwód o stałych równomiernie rozłożonych, (a więc odcinek t. zw. linii długiej) posiada — w odróżnieniu od obwodu o stałych skupionych — pewne właściwości, które — z punktu widzenia mechanizmu stabilizacji częstotliwości — powinny przedstawiać szereg zalet.

Obwody takie zaczynają już znajdować pewne zastosowanie w generatorach na fale krótkie[4]), jednak teoria ich działania stabilizującego, jak również dane doświadczalne nie zostały dotąd dostatecznie przepracowane[5]).

Praca niniejsza ma na celu rozpatrzenie działania stabilizacyjnego tego rodzaju obwodów przy pomocy metody harmonicznych, opracowanej przeze mnie w odniesieniu do obwodów o stałych skupionych.

Obwód o stałych równomiernie rozłożonych, jako odcinek linii długiej.

Obwód o stałych równomiernie rozłożonych, otrzymujemy przez wycięcie z linii długiej o stałych

$$L\,(H/cm), \quad C\,(F/cm), \quad R\,(\Omega/cm), \quad A\,(\Omega^{-1}/cm)$$

odcinka o długości l i zwarcie go na jednym końcu.

Obwód taki może być więc wykonany np, w postaci układu współśrodkowego o wewnętrznej średnicy rury zewnętrznej d_1 (cm) i zewnętrznej średnicy przewodu wewnętrznego d_2 (cm), jak to przedstawia rys. 2.

Oporność charakterystyczna linii długiej dla pulsacji ω jest — jak wiadomo[6]) — zespolona i wyraża się wzorem:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{A + j\omega C}},$$

który możemy przedstawić w postaci

[2]) J. Groszkowski. „Zmiany częstotliwości a zawartość harmonicznych w układach oscylacyjnych", Przegl. Radiot. 1932 t. X. z. 23-24, i nast.; Proceedings of the Institute of Radio Engineers. 1933, v. 21. Nr. 7, str. 955; Moskwa, Tech. Sw. (przekłady) 1933.

[3]) J. Groszkowski. „Oscillators with automatic control of the threshold of regeneration", Proc. Inst. Radio Eng., 1934. v. 22, Nr. 2.

[4]) p. np. B. J. Witt, Marconi Review, 1936, Nr. 58 i i Hansell a. Carter, Proc. Inst. Radio Engineers, 1936, v. 24, Nr. 4.

[5]) np. S. Strelkow, Techn. Phys. of USSR, 1935, v. 2, 233; W. Majewski, „O powstawaniu drgań w obwodzie dynatronowym z równomiernie rozłożonymi stałemi", Annales de l'Ac. des Sc. Techn., Varsovie (w druku).

[6]) p. np. L. Staniewicz. Teoria prądów zmiennych. Warszawa, 1935, str. 285.

$$\mathbf{Z}_0 = \sqrt{\frac{L}{C}\,\frac{1-j\delta_r}{1-j\delta_a}} = Z_0\left(1-j\frac{\delta_0}{2}\right) \quad . \quad (4)$$

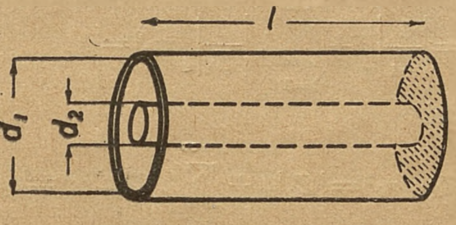
jeśli oznaczymy

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \delta_r = \frac{R}{\omega L}, \quad . \; . \; (5), (6),$$

$$\delta_a = \frac{A}{\omega C}, \quad \delta_0 = \delta_r - \delta_a \quad . \; . \; . \; (7), (8)$$

i weźmiemy pod uwagę, że

$$\delta_r \ll 1 \;\; 1 \text{ i } \delta_a \ll 1 \quad . \; . \; . \; . \quad (9)$$



RYS. 2.

Stałe tej linii związane są z jej geometrycznymi wymiarami następującymi zależnościami[7]):

$$L = 2 \ln \frac{d_1}{d_2} . 10^{-9} \; (H/cm), \quad . \; . \quad (10a)$$

$$C = \frac{1}{2 \ln \frac{d_1}{d_2}} 1{,}11 \, . \, 10^{-12} (F/cm) \quad . \quad (10b)$$

oraz

$$R = \sqrt{\rho \mu f}\left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}\right) \cdot 10^{-9} \; (\Omega/\text{cm}) \quad (11)$$

jeśli ρ jest opornością właściwą, μ—przenikalnością materiału, zaś f—częstotliwością prądu.

Dla miedzi ($\rho \cong 1600$ cgs), wprowadzając pulsację $\omega = 2\pi f$, otrzymamy

$$R \cong 16 \, . \sqrt{\omega}\left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}\right) . \, 10^{-9} \, (\Omega/\text{cm}) \quad (11a)$$

Co się tyczy stałej A, to dla odcinków nie długich, nie wymagających specjalnych konstrukcji izolacyjnych do podtrzymania przewodu wewnętrznego, wartość jej może być przyjmowana równa zeru. (Nie mniej jednak, przez sztuczne wprowadzenie równomiernie rozłożonego materiału o pewnej stratności, można wielkości A nadawać żądane wartości).

Gdy linię o długości l zewrzemy na jednym jej końcu i utworzymy w ten sposób obwód o stałych równomiernie rozłożonych, jego zespolona oporność pozorna na wejściu (od strony niezwartej) wyrazi się wzorem[8])

$$\mathbf{Z} = Z_0 \operatorname{tgh}(a+jb)\,l = Z_0\left(1-j\frac{\delta_0}{2}\right)\operatorname{tgh}(al+jbl) \quad (12)$$

gdzie

$$a = \sqrt{\frac{1}{2}\left[\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)(A^2+\omega^2C^2)} + AR - \omega^2LC\right]}$$

$$b = \sqrt{\frac{1}{2}\left[\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)(A^2+\omega^2C^2)} - AR + \omega^2LC\right]}$$

albo — po uwzględnieniu równań (6), (7) i (8) oraz zależności (9) —

$$a = \frac{1}{2}\sqrt{LC}\left(\frac{R}{L} + \frac{A}{C}\right) =$$

$$= \frac{1}{2}\,\omega\sqrt{LC}\,(\delta_r + \delta_a) \quad . \; . \; . \; . \quad (13)$$

$$b = \omega\sqrt{LC}\,\sqrt{1+\frac{\delta_0^2}{4}} \cong$$

$$\cong \omega\sqrt{LC}\left(1+\frac{\delta_0^2}{8}\right) \cong \omega\sqrt{LC} \quad (14)$$

Wprowadzając jeszcze oznaczenie

$$\frac{\pi}{2l\sqrt{LC}} = \omega_0 \; . \; . \; . \; . \; . \quad (15)$$

otrzymamy

$$bl = \frac{\pi}{2}\,\frac{\omega}{\omega_0} \quad . \; . \; . \; . \quad (16)$$

a przeto równanie (12) przybierze postać

$$\mathbf{Z} = Z_0\left(1-j\frac{\delta_0}{2}\right)\operatorname{tgh}\left(al + j\,\frac{\pi}{2}\,\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (17)$$

Jeśli dla krótkości oznaczymy ponadto

$$\alpha = al, \quad \beta = bl = \frac{\pi\omega}{2\omega_0} \quad . \; (18), (19)$$

równanie (17) napiszemy, jako

$$\mathbf{Z} = Z_0\left(1-j\frac{\delta_0}{2}\right)\operatorname{tgh}(\alpha + j\beta) \quad . \; . \quad (20a)$$

zaś

$$\frac{1}{\mathbf{Z}} = \frac{1}{Z_0}\left(1+j\frac{\delta_0}{2}\right)\operatorname{ctgh}(\alpha + j\beta) \, . \quad (20b)$$

Oznaczając

$$\operatorname{tgh}\alpha = u \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (21)$$

i korzystając z zależności dla funkcji hiperbolicznych[9]), wzory (20) przedstawimy w postaci

$$\mathbf{Z} = \frac{Z_0}{1+u^2\operatorname{tg}^2\beta}\,(M - jN) \quad . \quad (22a)$$

---

[7]) np. B. J. Witt, l. c., lub Sterba a. Feldman, Proc. Inst. Rad. Eng. 1932, v. 20, Nr. 7.

[8]) tgh=tangens hiperboliczny.

[9]) $\operatorname{tgh}(\alpha + j\beta) = \dfrac{\operatorname{tgh}\alpha + \operatorname{tgh}j\beta}{1+\operatorname{tgh}\alpha \, . \, \operatorname{tgh}j\beta}$;

$\operatorname{tgh} j\beta = j \operatorname{tg}\beta$

$$\frac{1}{\mathbf{Z}} = \frac{1}{Z_0 (u^2 + \mathrm{tg}^2 \beta)} (M + jN) \quad . \quad (22b)$$

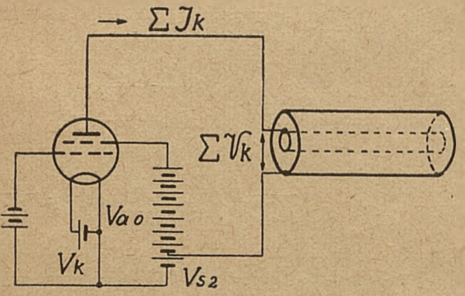
gdzie

$$M = u(1 + \mathrm{tg}^2 \beta) + \frac{\delta_0}{2}(1 - u^2)\,\mathrm{tg}\,\beta \quad (23a)$$

$$N = -(1 - u^2)\,\mathrm{tg}\,\beta + \frac{\delta_0 u}{2}(1 + \mathrm{tg}^2 \beta) \quad (23b)$$

Częstotliwość generatora z obwodem o stałych równomiernie rozłożonych.

Załóżmy, iż rozpatrzony obwód pobudzany jest przy pomocy oporności ujemnej, jaką przedstawia np. dynatron (rys. 3).



RYS. 3.

W stanie ustalonym pracy, wskutek nieliniowości charakterystyk, otrzymujemy na zaciskach obwodu widmo harmoniczne napięć, określone symbolicznie, jako

$$\sum_{k=1}^{k=\infty} \mathbf{V}_k \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (24a)$$

zaś w obwodzie dynody—widmo harmoniczne prądów[10]) dane przez

$$\sum_{k=1}^{k=\infty} \mathbf{I}_k \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (24b)$$

Tym napięciom i prądom odpowiadają: zawartość harmonicznych napięcia, zgodnie z (2a):

$$m_1 = 1\,,\; m_2 = \frac{\overline{V}_2}{\overline{V}_1}\,,\; m_3 = \frac{\overline{V}_3}{\overline{V}_1}\,,\; \ldots m_k = \frac{\overline{V}_k}{\overline{V}_1} \quad (25a)$$

oraz zawartość harmonicznych prądu, zgodnie z (2b):

$$n_1 = 1\,,\; n_2 = \frac{I_2}{I_1}\,,\; n_3 = \frac{I_3}{I_1}\,,\; \ldots\ldots n_k = \frac{I_k}{I_1} \quad (25b)$$

Dla znalezienia częstotliwości układu generacyjnego zastosujemy metodę harmonicznych[11]). Mamy tu równania

$$\sum_{k=1}^{k=\infty} k \left|\frac{1}{\mathbf{Z}_k}\right|_{ur} m_k^2 =$$

$$= \left|\frac{1}{\mathbf{Z}_1}\right|_{ur} + \sum_{k=2}^{k=\infty} k \left|\frac{1}{\mathbf{Z}_k}\right|_{ur} m_k^2 = 0 \quad . \quad . \quad (26a)$$

względnie

$$\sum_{k=1}^{k=\infty} k\,|\mathbf{Z}_k|_{ur}\, n_k^2 = |\mathbf{Z}_1|_{ur} + \sum_{k=2}^{k=\infty} k\,|\mathbf{Z}_k|_{ur}\, n_k^2 = 0 \quad (26b)$$

z których określamy związek między ω a m_k wzgl. n_k.

W równaniach (26) przez $|\mathbf{Z}_k|$ wzgl. $|1:\mathbf{Z}_k|_{ur}$ oznaczamy części urojone wyrażeń $\mathbf{Z}_k$ wzgl. $1:\mathbf{Z}_k$ dla częstotliwości harmonicznych rzędu k, a więc dla pulsacji $k\omega$.

Określając z (22) te wyrażenia i uwzględniając wzór (23b) otrzymamy

$$\left|\frac{1}{\mathbf{Z}_k}\right|_{ur} = -\frac{1}{Z_0 (u_k^2 + \mathrm{tg}^2 \beta_k)} \Big[(1 - u_k^2)\,\mathrm{tg}\,\beta_k + $$

$$- \frac{\delta_k u_k}{2}(1 + \mathrm{tg}^2 \beta_k)\Big] \quad . \quad . \quad . \quad (27a)$$

$$|\mathbf{Z}_k|_{ur} = \frac{\mathbf{Z}_0}{1 + u_k^2 \mathrm{tg}^2 \beta_k} \Big[(1 - u_k^2)\,\mathrm{tg}\,\beta_k + $$

$$- \frac{\delta_k u_k}{2}(1 + \mathrm{tg}^2 \beta_k)\Big] \quad . \quad . \quad . \quad (27b)$$

Indeks k oznacza tu, że odpowiednie wielkości odnoszą się do częstotliwości harmonicznych $k\omega$.

(dok. nast.)

[10]) pomijamy ew. składową stałą prądu.

[11]) l. c. „Zmiany częstotliwości.....".

TŁUMIK ECHA Z BLOKADĄ.

Inż. K. DOBRSKI.

Ze względu na należytą jakość techniczną komunikacji telefonicznej **tłumienie względem wzorca**[1]) połączenia telefonicznego nie powinno przekraczać pewnej określonej wartości. Wartość ta została ustalona przez Międzynarodowy Doradczy Komitet Telefoniczny (C. C. I. F.) i wynosi 4,6 neperów. Obejmuje ona tłumienie względem wzorca obu aparatów telefonicznych (jednego—na nadawanie drugiego—na odbiór), oraz tłumienie linij abonentowych, pośredniczących, międzymiastowych i organów połączeniowych central miejskich i międzymiastowych. Wartość maksymalnego tłumienia względem wzorca została rozdzielona na poszczególne elementy połączenia telefonicznego w ten sposób, iż na maksymalne **tłumienię pomiarowe**[1]) obwodu międzymiastowego (międzynarodowego) w ruchu końcowym przypada nominalnie 1,0 neper, jeżeli jest to obwód dwuprzewodowy i 0,8 nepera, jeżeli jest to obwód czteroprzewodowy.

Zachodzi pytanie, czy tłumienie względem wzorca połączenia telefonicznego powinno być

[1]) Inż. K. Dobrski: Prace X Zjazdu C. C. I. F. w Budapeszcie — Przegl. Teletechniczny — Zeszyt 11 — 1934.

również ograniczone od dołu, a jeżeli tak, to powstaje pytanie drugie, jaka jest **minimalna** dozwolona wartość tłumienia pomiarowego obwodu międzymiastowego?

Na pytanie pierwsze odpowiemy niewątpliwie twierdząco. Tłumienie względem wzorca całego połączenia telefonicznego nie powinno być zbyt małe, a więc musi posiadać dolną granicę. gdyż w przeciwnym przypadku rozmowa telefoniczna będzie zbyt głośna, a wiemy z doświadczenia, że nie jest to pożądane.

W ogromnej większości wypadków rozmowy telefoniczne są prowadzone w obrębie miejscowej sieci telefonicznej. Rozmowy te powinny być zatem prowadzone w warunkach jak najbardziej zadawalających zarówno z punktu widzenia ich wyrazistości jak i głośności. Skuteczność aparatów telefonicznych, tłumienie linij abonentowych i organów stacji miejskiej powinny być więc tak dobrane, aby głośność rozmów miejscowych odpowiadała przeciętnym wymaganiom abonentów i mogła być uznana za zadawalającą. Technicznie jest to najzupełniej osiągalne.

W takim razie możemy przyjąć, iż tłumienie względem wzorca **międzymiastowego** połączenia telefonicznego, to jest zawierającego oprócz elementów sieci miejskiej przynajmniej jeden obwód międzymiastowy, nie potrzebuje i nie powinno być mniejsze, niż takież tłumienie połączenia miejscowego.

Z powyższego wynika bezpośrednio odpowiedź na pytanie drugie. Minimalna dozwolona wartość tłumienia pomiarowego obwodu międzymiastowego wraz z organami połączeniowemi centrali międzymiastowej i z linią pośredniczącą, łączącą centralę międzymiastową z miejską, nie popowinna być mniejsza od zera. Jednocześnie możemy dodać, iż jest pożądane, aby ta wartość wynosiła zero, gdyż wówczas rozmowy międzymiastowe osiągną pod względem skuteczności poziom rozmów miejscowych, uznany właśnie za najodpowiedniejszy.

Tłumienie organów centrali międzymiastowej wynosi ok. 0,1 nepera, zaś tłumienie linii pośredniczącej nie powinno przekraczać — zgodnie z uchwałami Rady Teletechnicznej —0,25 nepera, jeżeli dana centrala miejska znajduje się w tym samym mieście co i centrala międzymiastowa, oraz 0,4 nepera, jeżeli obie centrale znajdują się w różnych miejscowościach.

Należy zauważyć, że powyższe wartości tłumienia — zalecone przez Radę — są maksymalne i że w bardzo licznych przypadkach tłumienie linii pośredniczącej można zupełnie pominąć (np. kiedy centrala miejska i międzymiastowa znajdują się w tym samym budynku).

W tych warunkach minimalna wartość tłumienia pomiarowego obwodu międzymiastowego, używanego do ruchu końcowego, nie potrzebuje i nie powinna przekraczać w żadnym wypadku: $-2(0{,}4+0{,}1) = -1$ nepera, chociaż w bardzo licznych przypadkach wystarczyłoby, aby wartość ta nie była mniejsza od $-2 \,.\, 0{,}1 = -0{,}2$ nepera.

Obwody międzymiastowe służą jednak nie tylko do ruchu końcowego ale i do ruchu tranzytowego, przytem liczba obwodów międzymiastowych, zawartych w połączeniu tranzytowym, może wynosić trzy i więcej. Ze względu na te połączenia nie byłoby pożądane, aby tłumienie pomiarowe pojedyńczego obwodu międzymiastowego było regulowane na wartość zbyt małą, gdyż wówczas rozmowy tranzytowe byłyby za głośne.

W rezultacie więc wydaje się, iż liczba —0,1 nepera (lub najmniej —0,2 nepera) mogłaby być przyjęta jako minimalna dozwolona wartość tłumienia pomiarowego obwodu międzymiastowego. Podkreślmy, iż byłoby pożądane, aby ta wartość minimalna mogła być osiągana w rzeczywistości, a więc aby była uznana za wartość nominalną tłumienia obwodów międzymiastowych, zamiast dotychczas uznawanych wartości +1 lub +0,8 nepera.

Czy jednak jest to możliwe?

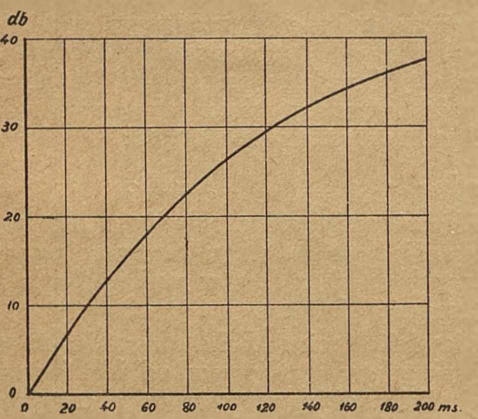
Wartość minimalna tłumienia pomiarowego obwodu międzymiastowego jest ograniczona przede wszystkim przez dwa czynniki: zjawiska echa i stateczność obwodu.

Zjawiska echa. Echo powstaje na skutek mniej lub więcej częściowego odbicia fali przewodzonej. Fala odbita powraca do abonenta, który mówi, dezorjentując go i przez to przeszkadzając w rozmowie. Oczywiście fala raz odbita może zostać powtórnie odbita i pobiec do abonenta, który słucha, ale jej natężenie będzie w warunkach normalnych tak słabe, że nie bierze się jej pod uwagę. Odbicie następuje w punktach, w których łączą się z sobą dwa układy niedopasowane do siebie pod względem oporów. Typowymi punktami odbić będą zatem punkty włączenia wzmacniaka dwuprzewodowego w linię międzymiastową, gdyż opór równoważnika nie jest ściśle dopasowany do oporu linii w całym paśmie częstotliwości przewodzonych, punkty połączeń linii z centralą międzymiastową i linią abonentową, linii międzymiastowej czteroprzewodowej z linią dwuprzewodową itp. Również nieznaczne odbicia następują w różnych licznych punktach pośrednich linii międzymiastowej — pozornie jednorodnej — na skutek nieuniknionych drobnych nieregularności tej linii.

Fale odbite istnieją zawsze — w każdym połączeniu telefonicznym, ale powodują odczuwalne zjawiska echa tylko w liniach dostatecznie długich. Echo staje się bowiem odczuwalnym, kiedy — przy danym jego natężeniu — zjawi się w jakiś czas po wypowiedzeniu dźwięku, którego jest echem.

Szkodliwość echa jest tym większa, im echo jest silniejsze, oraz im później się zjawi. Szkodliwość ta może być oceniona jedynie subjektywnie. Na podstawie też pomiarów subjektywnych ustalono — na drodze porozumienia międzynarodowego w C. C. I. F. — jakie jest dopuszczalne natężenie prądów echa w zależności od czasu ich biegu, uwzględniając przytem drogę w jedną i w drugą stronę. Krzywa, która wyraża odpowiednią zależność przedstawiona jest na rys. 1. Wzdłuż osi

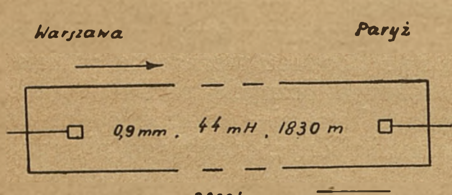
odciętych został odłożony całkowity czas biegu prądów echa w milisekundach, zaś wzdłuż osi rzędnych najmniejsza dozwolona wartość tłumienia prądów echa wyrażona w decybelach dla 800 okr/sek. Z krzywej tej wynika, iż np. kiedy całkowity czas biegu prądów echa wynosi 30 ms, poziom prądów echa powinien być niższy od poziomu prądów rozmowy na początku obwodu międzymiastowego od strony abonenta, który mówi, o ok. 10 decybelów. Różnica poziomów powinna się powiększać, kiedy czas biegu prądów echa wzrasta.



RYS. 1. NAJMNIEJSZE DOPUSZCZALNE TŁUMIENIE PRĄDÓW ECHA W ZALEŻNOŚCI OD CZASU ICH BIEGU—W LINIACH BEZ TŁUMIKA ECHA.

Żeby zdać sobie sprawę, jakie konsekwencje wynikają z powyższej krzywej ze względu na najmniejsze dopuszczalne tłumienie obwodu międzymiastowego, co nas właśnie w tej chwili interesuje, rozpatrzmy przykład połączenia międzymiastowego Warszawa—Paryż.

Załóżmy, że dane tego połączenia są następujące (rys. 2):



RYS. 2. POŁĄCZENIE WARSZAWA—PARYŻ.

Rodzaj obwodu: macierzysty, czteroprzewodowy, średnica drutu —0,9 mm, indukcyjność cewek Pupina — 44 mH, skok pupinizacji— 1 830 m. Długość obwodu: 2 000 km. Szybkość biegu fali—32 800 km/s dla 800 Hz. Czas całkowitego biegu fali w jedną stronę—ok. 70 ms.

Czas biegu prądów echa w jedną i drugą stronę, a więc przypuśćmy z Warszawy do Paryża i z powrotem z Paryża do Warszawy, wyniesie razem ok. 140 ms. Z krzywej na rys. 1 znajdujemy, iż przy takim czasie tłumienie prądów echa powinno wynosić przynajmniej 32 decybele, to jest 3,7 nepera. Otóż na tłumienie to składa się tłumienie obwodu międzymiastowego wzięte dwa razy, oraz **tłumienie niezrównoważenia**[1]) (tłumienie nierównowagi) na końcu obwodu. Wobec tego, że wybraliśmy dla przykładu obwód czteroprzewodowy, odbicia fali w punktach pośrednich nie mają żadnego znaczenia, gdyż fala odbita ma wówczas drogę zamkniętą do abonenta, który mówi. Tłumienie niedopasowania na końcu obwodu zależy od stopnia dobroci zrównoważenia danej linii abonentowej przez równoważnik, przyłączony do rozgałęźnika obwodu czteroprzewodowego. Równoważnik jest związany na stałe ze swym obwodem, podczas kiedy linie abonentowe są różne. W tych warunkach można oczekiwać, iż zrównoważenie linii abonentowej będzie dalekie od doskonałości, a więc odpowiednie tłumienie niedopasowania będzie małe. Na podstawie pomiarów, wykonanych przez różne Zarządy, C. C. I. F. ustalił dła tłumienia niedopasowania pomiędzy równoważnikiem stałym określonego typu, związanym z rozgałęźnikiem obwodu czteroprzewodowego, a linią telefoniczną abonentową—liczbę 6 decybelów t. j. 0,69 nepera. Odejmując tę liczbę od 3,7 nepera, otrzymamy 3,01 nepera. A więc w rezultacie, tłumienie obwodu czteroprzewodowego nie powinno być w przykładzie rozpatrywanym mniejsze ze względu na zjawiska echa od około 1,5 nepera.

Tłumienie obwodu międzymiastowego podlega różnym wahaniom w czasie. Główna przyczyna wahań zawiera się w zmianie wzmocnienia poszczególnych wzmacniaków włączonych w obwód, np. na skutek zmian napięć zasilających, lub starzenia się lamp. Poza tym może grać pewną rolę zmiana temperatury żył kabla, niedokładność nastawienia tłumienia obwodu przy pomiarach kontrolnych, wpływ wilgoci na okablowanie stacyjne, wadliwości styków w obwodzie prądów rozmowy itp. Wielkość wahań tłumienia, jakie zachodzą w praktyce, i jakie można uważać za normalne, nie jest w tej chwili uzgodniona na terenie międzynarodowym. Istnieją dwie propozycje, według których należy je obliczać. Według pierwszej propozycji zakłada się, że odchylenia od wartości nominalnej tłumienia obwodu międzymiastowego obsługiwanego niezależnie, wynoszą co najwyżej $\pm 0,2$ nepera i przytem bez względu na długość obwodu. W takim razie jeżeli dane połączenie międzymiastowe będzie zawierało n obwodów międzymiastowych, to—zgodnie z teorją prawdopodobieństwa—odchylenie prawdopodobne całkowitego ich tłumienia od wartości nominalnej będzie wynosiło $\pm\ 0,2\sqrt{n}$ neperów. Według drugiej propozycji natomiast, opartej o praktykę Stanów Zjednoczonych Am. Półn., należy przyjąć, iż możliwe odchylenia tłumienia od wartości nominalnej są tym większe, im dłuższy jest obwód i wynoszą np.:

dla obwodów o długości do 500 km $\pm$ 0,23 nepera
,, ,, ,, od 500 km do 1000 km $\pm$ 0,30 nepera
,, ,, ,, od 1000 km do 1500 km $\pm$ 0,34 nepera
,, ,, ,, powyż. 1500 km $\pm$ 0,40 nepera.

Jeżeli w skład danego połączenia wchodzi kilka obwodów międzymiastowych, to odchylenie

wypadkowe oblicza się—zgodnie z teorją prawdopodobieństwa—według wzoru $\sqrt{\varepsilon \alpha^2}$, gdzie α oznacza odchylenie tłumienia od wartości nominalnej poszczególnego obwodu.

Z powyższych dwóch propozycyj druga wydaje się odpowiadać słuszniejszej koncepcji, gdyż uzależnia wielkość odchyleń od długości obwodu. Obie jednak opierają się na założeniu wątpliwym, że wahania tłumienia są jednakowe zarówno w jedną jak i w drugą stronę, podczas kiedy niektóre czynniki oddziaływują raczej tylko na wzrost tłumienia.

Przyjmując jednak na razie jako podstawę do obliczeń propozycję drugą, otrzymane w rozpatrywanym wyżej przykładzie minimalne dozwolone tłumienie obwodu Warszawa—Paryż należałoby powiększyć o 0,4 nepera, a więc do wartości 1,9 nepera.

Jak widzimy, jest to wartość bardzo duża. Przy takiej wartości jakość techniczna komunikacji telefonicznej byłaby wydatnie zmniejszona w stosunku np. do jakości rozmów miejscowych.

Lecz, jak wiemy, obwody takie, jak Warszawa—Paryż, są zaopatrzone w tłumiki echa.

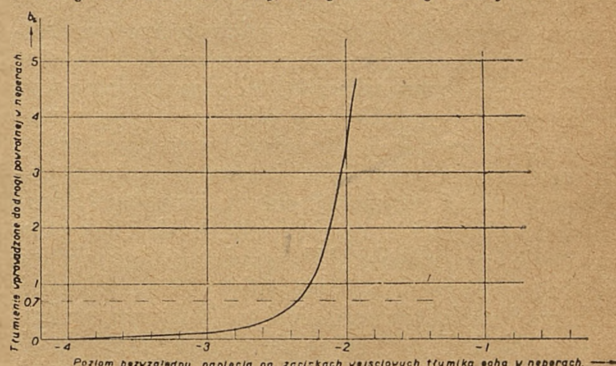
W zasadzie działanie tłumika echa można przedstawić w sposób następujący:

Kiedy abonent mówi, zostaje uruchomiony (w tłumikach amerykańskich) pod wpływem jego prądów rozmowy przekaźnik, który przerywa (lub zwiera) obwód drugiej pary obwodu czteroprzewodowego, a więc tej pary, wzdłuż której nie płyną w danej chwili prądy rozmowy. Przekaźnik ten skoro zostanie uruchomiony, pozostaje czynny przez pewien określony przeciąg czasu również po zniknięciu prądów rozmowy. Tym sposobem prądy echa, biegnące do abonenta, który mówi w danej chwili, napotykają na zagrodę i zjawisk echa nie ma. W tłumikach europejskich, np. niemieckich, obniża się pod wpływem prądów rozmowy potencjał siatki lampy wzmacniacza w drugiej parze, w danej chwili nie przewodzącej prądów rozmowy, dzięki czemu zostaje wprowadzone do tej pary dodatkowe tłumienie, zmniejszające natężenie prądów echa odpowiednio do natężenia prądów rozmowy. Przez dobór należyty stałej czasu można utrzymywać to tłumienie przez pewien przeciąg czasu również po ustaniu prądów rozmowy, zabezpieczając się tym sposobem od zjawisk echa, któreby powstawały zaraz po chwili, kiedy abonent przestaje mówić.

W innych tłumikach europejskich np. angielskich narusza się pod wpływem prądów rozmowy równowagę mostka, zawierającego w dwóch swych gałęziach lampy katodowe, dzięki czemu nastawia się kierunek prądu, płynącego w przekątnej mostka, utworzonej przez specjalne układy z prostownikami suchymi, włączonymi do obu par obwodu czteroprzewodowego, w taki sposób, że tłumienie układu z prostownikami, znajdującego się w obwodzie pary w danej chwili nieczynnej, odpowiednio wzrasta.

Ze względu na sposób działania tłumiki amerykańskie są nazywane **tłumikami o działaniu nieciągłym,** gdyż wprowadzają one określone tłumienie o wartości stałej w sposób raptowny, zaś tłumiki europejskie—**tłumikami o działaniu ciągłym,** gdyż tłumienie wprowadzone przez nie zmienia się w sposób ciągły.

Krzywa na rys. 3 ilustruje, jak wzrasta tłumienie wprowadzone do obwodu przez tłumik echa, stosowany w Niemczech, w zależności od napięcia prądu, płynącego w tej parze, która w danej chwili przewodzi prądy rozmowy. Wzdłuż osi odciętych odłożono **poziom bezwzględny napięcia**[1]) na zaciskach wejściowych tłumika, zaś wzdłuż osi rzędnych—tłumienie wprowadzone przez tłumik do drogi powrotnej. Krzywa odnosi się do tłumika echa włączanego w środku obwodu i którego **czułość odniesiona do poziomu względnego zero**[2]) wynosiła około +3,1 nepera. Krzywa została wykreślona dla częstotliwości, przy której tłumik echa był najbardziej czuły.



RYS. 3. TŁUMIENIE WPROWADZONE PRZEZ TŁUMIK ECHA (NIEMIECKI) W ZALEŻNOŚCI OD POZIOMU BEZWZGLĘDNEGO NAPIĘCIA NA ZACISKACH WEJŚCIOWYCH TŁUMIKA. TŁUMIK ZNAJDUJE SIĘ W ŚRODKU OBWODU JEGO CZUŁOŚĆ ODNIESIONA DO POZIOMU WZGLĘDNEGO ZERO WYNOSI OK. 3,1 NEPERA.

Zarówno tłumiki amerykańskie, jak i europejskie nie tłumią jednak całkowicie prądów echa. Wynika to z istoty ich działania.

Czułość stosowanych tłumików echa musi być taka, aby nie reagowały one w sposób odczuwalny na prądy zakłóceniowe, jakie zawsze istnieją w linii. W przeciwnym wypadku—uruchomione przez te prądy—tłumiki echa mogłyby blokować jeden z kierunków przewodzenia energji prądów telefonicznych, uniemożliwiając rozmowę.

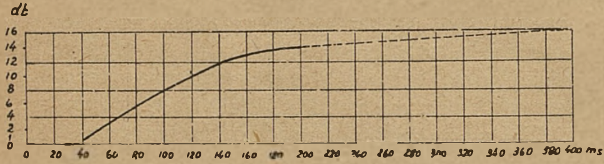
Na podstawie doświadczenia ustalono, iż aby tłumiki echa spełniały należycie swoje zadanie w liniach rzeczywistych, ich czułość odniesiona do poziomu względnego zero nie powinna być

2) Czułość odniesiona do poziomu względnego zero-tłumika echa o działaniu ciągłym (lampy katodowe, lub suche prostowniki) mierzy się wartością tłumienia w neperach (lub w decybelach), które należy włączyć pomiędzy generatorem normalnym, a początkiem obwodu (punkt poziomu względnego zero), aby tłumik echa włączony do obwodu w warunkach normalnej pracy wprowadził tłumienie 0,7 nepera do drogi powrotnej prądów echa.

Czułość odniesiona do poziomu względnego zero-tłumika echa o działaniu nieciągłym (elektromagnesy, przekaźniki) mierzy się największą wartością tłumienia w neperach (lub w decybelach), które należy włączyć pomiędzy generatorem normalnym a początkiem obwodu (punkt poziomu względnego zero), aby tłumik echa włączony do obwodu w warunkach normalnej pracy wprowadził całkowite swe tłumienie do drogi powrotnej prądów echa.

większa od około 3 neperów. Lecz w takim razie, jeżeli dźwięki nadawane są słabe, nie będą one również uruchomiały tłumików echa i prądy odbite będą mogły częściowo przejść bez przeszkody do abonenta, który mówi. Dopiero kiedy natężenie prądów nadawanych staje się dostatecznie duże, echa zostają praktycznie całkowicie stłumione.

Rozumiemy, iż w tych warunkach stosowane tłumiki echa będą znakomicie poprawiały sytuację, usuwając praktycznie całkowicie echa silne, a więc najbardziej szkodliwe, ale nie będą jej zmieniały w sposób radykalny, gdyż jednak echa słabe pozostaną. Znowu będzie sprawą oceny subjektywnej ustalenie, jakie powinno być tym razem — a więc przy zastosowaniu tłumików echa — tłumienie drogi prądów echa, aby nie przeszkadzały one w rozmowie. Odpowiednie krzywe proponowane przez poszczególne Zarządy miały różne przebiegi w zależności od surowości wymagań, jakie stawiano jakości komunikacji telefonicznej. Inne wyniki otrzymywano, kiedy próby były przeprowadzane przy umyślnie ściszonej rozmowie, żeby nie uruchamiać tłumików i tym sposobem powiększać raczej zawartość ech, a inne kiedy rozmawiano głośno i tłumiki mogły działać, jak przy rozmowie przeciętnej. W rezultacie jednak, na zjeździe w Paryżu, we wrześniu 1937 r., Komisji mieszanej projektowania sieci telefonicznej w Europie C. C. I. F. zgodzono się przyjąć krzywą, jak na rys. 4. Krzywa ta przedstawia — podobnie jak na rys. 1 — zależność pomiędzy najmniejszym dopuszczalnym tłumieniem prądów echa a całkowitym czasem biegu prądów echa — w założeniu, że do obwodu jest włączony tłumik echa, którego czułość odniesiona do poziomu względnego, zero wynosi 30 decybelów. Porównywując krzywe z rys. 4 i 1 możemy ocenić, jaki jest wpływ stosowania tłumików echa, jak dalece pozwalają one zmniejszyć tłumienie drogi echa, a więc w konsekwencji — tłumienie obwodu międzymiastowego.



RYS. 4. NAJMNIEJSZE DOZWOLONE TŁUMIENIE PRĄDÓW ECHA W ZALEŻNOŚCI OD CZASU ICH BIEGU — W LINIACH Z TŁUMIKIEM ECHA.

Tak więc, powracając do przykładu rozpatrywanego wyżej połączenia Warszawa — Paryż, otrzymamy obecnie, iż najmniejsze dozwolone tłumienie prądów echa powinno wynosić ok. 12 db tj. 1,4 nepera zamiast — jak poprzednio — 3,7 nepera. Uwzględniając tłumienie niezrównoważenia na końcu obwodu, otrzymamy, iż tłumienie obwodu międzymiastowego Warszawa — Paryż powinna wynosić obecnie conajmniej 0,35 nepera, lub też, jeżeli uwzględnimy ponadto możliwe zmiany w czasie tłumienia pomiarowego obwodu, 0,75 nepera.

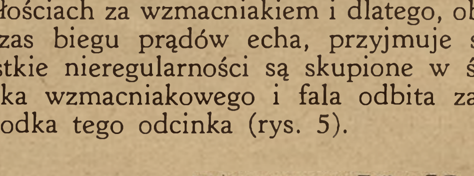
Oczywiście, tłumienie to mogłoby być odpowiednio zmniejszone w przypadku obwodów krótszych i np. przy założonym w przykładzie rodzaju pupinizacji, mogłoby wynosić zero przy odległościach do 1 300 km, gdybyśmy nie uwzględniali zmian tłumienia pomiarowego w czasie, a uwzględniając te zmiany — przy odległościach do ok. 500 km.

W podobny sposób można przeprowadzić obliczenie najmniejszego dozwolonego tłumienia pomiarowego ze względu na zjawiska echa obwodów dwuprzewodowych. W tym przypadku należy pamiętać, iż obwody dwuprzewodowe pracują, jak dotąd, bez tłumików echa, a więc do obliczeń należy stosować krzywą z rys. 1, oraz iż echo powstaje w tych obwodach nie tylko na skutek odbić na końcu linii międzymiastowej, dzięki niedopasowaniu jej do linii abonentowej, ale również w punktach pośrednich, w których są włączone wzmacniaki dwuprzewodowe, na skutek niedokładnego zrównoważenia linii.

Na podstawie pomiarów tłumienia niezrównoważenia w liniach istniejących ustalono, iż następujące watrości tego tłumienia należy przyjmować przy obliczeniach:

Średnica przewodów w mm	Rodzaj pupinizacji		Skok pupinizacji w m	Tłumienie niezrównoważenia odcinka wzmacniakowego w neperach	
	Indukcyjność cewek Pupina w obwodach rzeczywistych w mH	Indukcyjność cewek Pupina w obwodach pochodnych w mH		obwodów rzeczywistych	obwodów pochodnych
0,9	172	63	1830	3,22	3,45
0,9	88	50	1830	3,22	3,22
1,3	172	63	1830	2,99	3,22
1,3	44	25	1830	3,91	3,91
0,9	140	56	1700	3,7	3,7
1,4	140	56	1700	3,4	3,7

Wartości powyższe tłumienia są przekraczane w rzeczywistości w 63% przypadków. Tłumienie niezrównoważenia odcinka wzmacniakowego posiada wartość skończoną dlatego, że linia równoważona nie jest idealnie jednorodną. W rzeczywistości, wzdłuż całego odcinka wzmacniakowego rozsiane są drobne nieregularności, które powodują odbicia prądów przewodzonych. Całkowita fala odbita składa się z sumy fal odbitych w tych punktach, znajdujących się w różnych odległościach za wzmacniakiem i dlatego, obliczając czas biegu prądów echa, przyjmuje się, iż wszystkie nieregularności są skupione w środku odcinka wzmacniakowego i fala odbita zawraca od środka tego odcinka (rys. 5).



RYS. 5. TORY PRĄDÓW ECHA W OBWODZIE DWUPRZEWODOWYM.

W przypadku więc obwodu dwuprzewodowego z wzmacniakami pośredniemi będzie kilka torów prądów echa. Wzdłuż każdego toru będą płynęły prądy echa o pewnym natężeniu, a spotykając się na końcu obwodu po stronie abonenta, który mówi, spowodują pewien wspólny efekt. Zauważmy, iż efekt ten nie łatwo jest ściśle oznaczyć. Prądy echa, spotykające się w danym momencie na końcu linii, pochodzą od różnych dźwięków, ich faza i natężenie zmieniają się w sposób niezależny, podobnie jak następują po sobie w sposób nieprzewidziany różne dźwięki mowy.

W tych warunkach przyjęte jest obliczać efekt ogólny prądów echa, nadchodzących po różnych torach, w sposób następujący:

Przypuśćmy, że tłumienie drogi prądów echa wzdłuż danego toru wynosi b_1. Znając czas biegu prądów echa wzdłuż tego toru, możemy znaleźć z krzywej na rys. 1 lub 4, jakie jest minimalne dozwolone tłumienie prądów echa przy danym czasie. Załóżmy, że to tłumienie będzie d_1. W takim razie wyrażenie $\frac{e^{-2b_1}}{e^{-2d_1}} = e^{-2(b_1-d_1)}$ będzie przedstawiać, jaką część energji przyniosą prądy echa wzdłuż danego toru w stosunku do energji prądów echa dozwolonego. Podobne wyrażenie obliczamy dla wszystkich torów echa. Ich suma będzie właśnie—zgodnie z umową—miarą efektu ogólnego wszystkich prądów echa. Jeżeli suma ta będzie mniejsza od 1, to będzie to znaczyło, że echa znajdują się poniżej granicy dozwolonej, i odwrotnie.

Stosując wskazane obliczenia do obwodów dwuprzewodowych, przekonywamy się, iż przy długościach już stosunkowo bardzo nieznacznych, bo nie przekraczających długości normalnego odcinka wzmacniakowego, tłumienie pomiarowe tych obwodów powinno być dodatnie, jeżeli nie chcemy przekroczyć granicy dozwolonej dla prądów echa.

W rezultacie przykłady i rozważania powyższe pozwalają nam stwierdzić, że ze względu na zjawiska echa nie byłoby możliwe przyjęcie w ogromnej większości wypadków—przy obecnie stosowanych urządzeniach telefonicznych—liczby —0,1 nepera (lub tymbardziej —0,2 nep.) jako nominalnej wartości tłumienia pomiarowego obwodu międzymiastowego.

Stateczność obwodu (Bezpieczeństwo gwizdu[1]). Stateczność obwodu powinna być zapewniona w najbardziej niekorzystnych warunkach, jakie się mogą zdarzać w praktyce, i przytem nietylko w czasie rozmowy, ale również kiedy obwód nie jest zajęty do rozmowy. Ponieważ obwody międzymiastowe, kiedy nie są zajęte, są często zakończone dużymi oporami dla prądów o częstotliwości akustycznej, dlatego też przyjmuje się przy obliczeniach stateczności obwodu, iż jest on (w ruchu końcowym) otwarty na swym końcu. Jest to przypadek najbardziej niekorzystny; oczywiście, jeżeli w danym razie przypadek taki nie może mieć miejsca, gdyż jest przewidziane, iż w żadnej sytuacji obwód międzymiastowy nie będzie na swym końcu otwarty, a odpowiada to nowoczesnej tendencji zakończania obwodów, to można to uwzględnić przy obliczeniach.

Kiedy obwód czteroprzewodowy jest na swym końcu otwarty, tłumienie niezrównoważenia na końcu obwodu wynosi zero. Kiedy jest on połączony z liniami abonentowemi, tłumienie niezrównoważenia staje się oczywiście większe. Ponieważ jednak stateczność obwodu musi być zachowana w całym zakresie pasma przewodzonego, a linie abonentowe są różne, stwierdzono—na podstawie licznych pomiarów—iż najmniejsza wartość tłumienia niezrównoważenia jest niewiele wówczas większe od zera i nie przekracza 0,2 nep.

Oznaczmy tłumienie niezrównoważenia na końcu obwodu przez b_k, zaś najmniejsze dozwolone tłumienie pomiarowe obwodu ze względu na jego stateczność przez b_{800}. Wartość b_{800} odnosi się do częstotliwości 800 Hz. Tłumienie pomiarowe dla innych częstotliwości jest raczej większe niż dla 800 Hz, ale w pewnych poszczególnych przypadkach może być mniejsze. Ustalono, iż w żadnym razie nie powinno być ono mniejsze więcej niż o 0,2 nep. Oznaczmy tę różnicę przez b_f. Wówczas, jeżeli stateczność obwodu ma wynosić b_s, otrzymamy przybliżoną zależność.

$$b_k + b_{800} - b_f = b_s$$

a stąd

$$b_{800} = b_s - b_k + b_f \; .$$

W powyższym równaniu b_s powinno być równe—zgodnie z zaleceniami C. C. I. F.—0,2 nep. w przypadku obwodów z tłumikami echa i 0,4 nep. w przypadku obwodów bez tłumików echa. Stateczność obwodów bez tłumików echa powinna być nieco większa, gdyż zniekształcenia, wynikające ze sprzężeń zwrotnych, które powstają jeszcze przed wzbudzeniem gwizdu, będą większe w obwodach niezaopatrzonych w tłumiki echa.

W tych warunkach otrzymamy, iż najmniejsze dozwolone tłumienie obwodu czteroprzewodowego, zaopatrzonego w tłumiki echa, będzie równe ze względu na jego stateczność od 0,2 do 0,4 nepera. Oczywiście, jeżeli przyjęlibyśmy, iż zmiany w czasie tłumienia obwodu będą przekraczały $\pm 0{,}2$ nepera, to wartości powyższe będą odpowiednio większe.

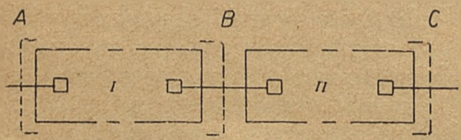
Rozpatrzony przykład pojedyńczego obwodu czteroprzewodowego, używanego w ruchu końcowym, nie jest jednak najbardziej niekorzystny.

Jeżeli tworzymy połączenie tranzytowe z dwóch, trzech lub więcej niezależnych obwodów międzymiastowych i przytem łączymy te obwody w ten sposób, iż w punktach ich łączenia mogą powstać odbicia, albo też jeżeli wprowadzamy do połączenia obwody dwuprzewodowe z wzmacniakami pośrednimi powodującemi odbicie, to naogół stateczność poszczególnych obwodów czteroprzewodowych lub wzmacniaków dwuprzewodowych będzie tym gorsza, im więcej dane połączenie tranzytowe będzie zawierało wzmacniaków dwuprzewodowych i obwodów czteroprzewodowych, oraz im na niższym poziomie będzie-

my chcieli utrzymać tłumienie pomiarowe całego połączenia.

Rozpatrzmy następujący przykład:

Przypuśćmy, że mamy połączenie tranzytowe, złożone z dwuch obwodów czteroprzewodowych I i II (rys. 6).



RYS. 6. POŁĄCZENIE TRANZYTOWE, ZŁOŻONE Z DWÓCH OBWODÓW CZTEROPRZEWODOWYCH. OBLICZANIE STATECZNOŚCI OBWODU I-GO.

Oznaczmy tłumienia pomiarowe obu obwodów przez b_1 i b_2 zaś tłumienie niezrównoważenia w punktach A, B i C przez b_A, b_B i b_C. Obliczmy w tych warunkach stateczność obwodu I-go.

Prądy oscylacyjne, jakie mogłyby w nim powstać, będą z jednej strony przechodziły przez punkt A, a z drugiej strony przez punkty B i C, gdyż w obu tych punktach — na skutek niedoskonałego zrównoważenia — będą zawracały odpowiednie części energji prądów oscylacyjnych. Prądy, zawracające w punkcie C, przejdą przez obwód II-gi tam i z powrotem, a więc tłumienie drogi tych prądów będzie $2b_2+b_C$ (tłumienie przejścia prądów gwizdu w danym punkcie jest równe tłumieniu niezrównoważenia w tym punkcie).

W rezultacie, — na skutek niedoskonałego zrównoważenia w punktach B i C — dwa strumienie prądów oscylacyjnych złączą się w punkcie B po przejściu dróg o tłumieniu b_B i $2b_2+b_C$, składając się razem na pełny prąd gwizdu. Jeżeli przyjmiemy, że prądy te, spotykając się, są w fazie z sobą (inne założenie byłoby wielce kłopotliwe), gdyż jest to warunek najbardziej niekorzystny ze względu na stateczność, to ich wartość wspólna będzie taka, jakgdyby oba te strumienie przeszły wspólną drogą o tłumieniu b_{II}, które można obliczyć z równania:

$$e^{-b_{II}} = e^{-b_B} + e^{-(2b_2+b_c)} \quad .$$

Takie też założenia zostały przyjęte przez C. C. I. F. przy obliczaniu stateczności obwodów.

Tłumienie całkowitej drogi prądów oscylacyjnych będzie więc: $b_A + b_{II} + 2b_1$. Jest ono właśnie miarą stateczności obwodu. Przy wartości dodatniej stateczność obwodu będzie zapewniona, przy wartości ujemnej mogą powstać gwizdy.

Przyjmijmy w danym razie: $b_A = b_C = 0$, oraz $b_1 = b_2 = 0$, a więc iż tłumienie pomiarowe całego złożonego obwodu $A - B - C$ jest równe zeru. Tłumienie niezrównoważenia b_B wynika ze sposobu łączenia obwodów czteroprzewodowych. Jeżeli obwody te są połączone tak, jak się łączy obwody dwuprzewodowe, to b_B zależy od dokładności wykonania równoważników, związanych z zakończeniami obwodów czteroprzewodowych, oraz od stopnia nierównowagi, wprowadzonej przez urządzenia połączeniowe centrali międzymiastowej. Często przyjmuje się, iż jest ono równe 4 nepery.

W tych warunkach otrzymamy:

$$e^{-b_{II}} = e^{-4} + e^{-(2.0+0)} = 1{,}018$$

A stąd $b_{II} = -0{,}2$.

Ponieważ jest to tłumienie ujemne, stateczność obwodu nie jest zapewniona. Zauważmy, iż stateczność tego obwodu, używanego w ruchu końcowym, byłaby teoretycznie jeszcze wystarczająca. Pomimo więc, iż tłumienie każdego obwodu oddzielnie mogłoby być wyregulowane — ze względu na ruch końcowy — (teoretycznie) na wartość zerową, to — ze względu na ruch tranzytowy — ich tłumienie powinno być dodatnie. Rozpatrzmy jeszcze przykład drugi bardziej złożony, (przykład ten był przy udziale Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego obliczany dla C. C. I. F.).

Załóżmy, że mamy połączenie z Vichy do Piotrkowa utworzone, jak wskazuje rys. 7. Połączenie to zawiera cztery obwody niezależne: Vichy — Lyon, Lyon — Paris, Paris — Warszawa, Warszawa — Piotrków. Obwody Lyon — Paris i Paris — Warszawa zostały w Paryżu połączone w ten sposób, iż tworzą po połączeniu jeden obwód czteroprzewodowy Lyon — Warszawa. W rubryce tłumienie niezrównoważenia znajdujemy różne wartości z tabeli podanej wyżej. Tłumienie niezrównoważenia w Lyon pomiędzy obwodem czteroprzewodowym a linią dwuprzewodową jest mniejsze niż inne, gdyż równoważnik obwodu czterodrutowego jest typowym, a nie specjalnie przystosowanym do danej linii Lyon — Vichy. W takich przypadkach C. C. I. F. przewiduje wartości tłumienia niezrównoważenia od 1,84 do 2,3 neperów zależnie od rodzaju linii dwuprzewodowej. Tłumienie to w Warszawie pomiędzy obwodem czteroprzewodowym a wzmacniakiem jest znowu większe niż w Lyon, gdyż wzmacniak posiada w danym razie od strony obwodu czteroprzewodowego równoważnik indywidualny.

Stateczność obwodu np. Warszawa — Lyon obliczamy, jak następuje:

Tłumienie niezrównoważenia w Lyon od strony Vichy b_I otrzymamy z równania poniższego, zgodnie z wskazanym wyżej sposobem postępowania:

$$e^{-b_I} = e^{-2,3} + e^{-3,98} + e^{-3,07} + e^{-1,04} = 0{,}5179$$

a więc $b_I = +0{,}66$.

Przy układaniu tego równania zostały uwzględnione możliwe zmiany w czasie nominalnych wartości tłumień pomiarowych stosownie do propozycji amerykańskiej, a więc np. liczba 3,98 została otrzymana, jak następuje:

$$3{,}98 = (0{,}15 + 1{,}2 - 1{,}2)\,2 + 3{,}91 - 2 \cdot \frac{0{,}23}{2}.$$

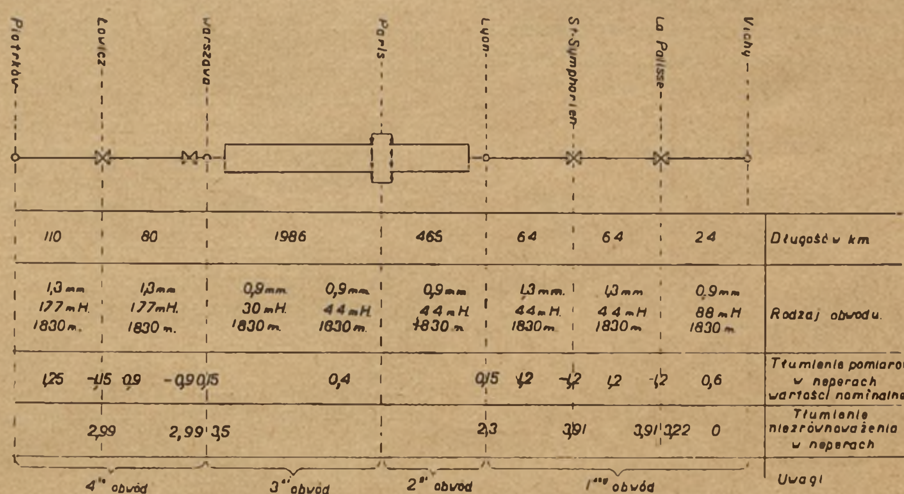
Całkowita możliwa zmiana tłumienia pomiarowego obwodu Lyon — Vichy wynosi 0,23 nep. Ponieważ obwód ten zawiera dwa wzmacniaki, zatem zmiana tłumienia, przypadająca na pierwszy

odcinek wzmacniakowy, będzie $\frac{0,23}{2}$, tyleż na drugi. (Podział ten jest zresztą dowolny). Podobnie, liczby 3,06 i 1,04 otrzymano jak następuje: $3,06 = (0,15 + 1,2 - 1,2 + 1,2 - 1,2)\,2 + 3,22 - 2 . 0,23$ oraz $1,04 = (0,15 + 1,2 - 1,2 + 1,2 - 1,2 + 0,6) . 2 + 0 - 2 . 0,23$.

Tłumienie niezrównoważenia w Warszawie od strony Piotrkowa b_{II} otrzymamy z równania:

nia tłumika echa z blokadą. Jest to bowiem tłumik, który ma właśnie pozwolić na zmniejszenie tłumienia obwodu międzymiastowego bez naruszenia jego stateczności, oraz bez przekroczenia dozwolonej granicy dla echa.

Tłumik echa z blokadą może być umieszczony na jednym, lub na obu końcach obwodu 4-o przewodowego, występując wówczas w roli **tłumika echa końcowego**, lub też—w środku obwo-



RYS. 7. POŁĄCZENIE TRANZYTOWE VICHY–PIOTRKÓW.

$$e^{-b_{II}} = e^{-3,5} + e^{-1,49} + e^{-0,53} + e^{-0,04} = 1,8051$$

a stąd $b_{II} = -0,59$.

Jeżeli uwzględnimy teraz, iż na skutek zmian w czasie, tłumienie pomiarowe dwuch obwodów połączonych razem Warszawa—Paryż i Paryż—Lyon może się zmniejszyć do wartości $(0,4 - \sqrt{0,4^2 + 0,23^2} = -0,06$ nepera, to dla stateczności obwodu czteroprzewodowego Warszawa—Lyon otrzymamy następującą wartość:

$$\frac{0,66 + (-0,59)}{2} + (-0,06) = -0,025 \text{ nepera.}$$

Jest to wartość ujemna, a więc niezadawalająca.

Zauważmy, iż wartość taką otrzymaliśmy pomimo, iż cały obwód międzymiastowy Piotrków—Vichy ma tłumienie pomiarowe dodatnie i nawet duże, bo wynoszące: 1,4 nepera. Gdybyśmy chcieli to tłumienie sprowadzić do wartości —0,1 nepera (lub —0,2 nepera), co jak widzieliśmy, byłoby pożądane, stateczność wyraziłaby się liczbą odpowiednio mniejszą.

Z przykładów przytoczonych obliczeń najmniejszego dozwolonego tłumienia ze względu na zjawiska echa i stateczność obwodu wynika, jak sądzę, dostatecznie jasno odpowiedź na postawione na początku pytanie, a mianowicie iż przy obecnie stosowanych urządzeniach technicznych i ich dotychczasowej obsłudze (zmiany w czasie) sprowadzenie tłumienia pomiarowego obwodu międzymiastowego do zera, lub poniżej, naogół jest niemożliwe.

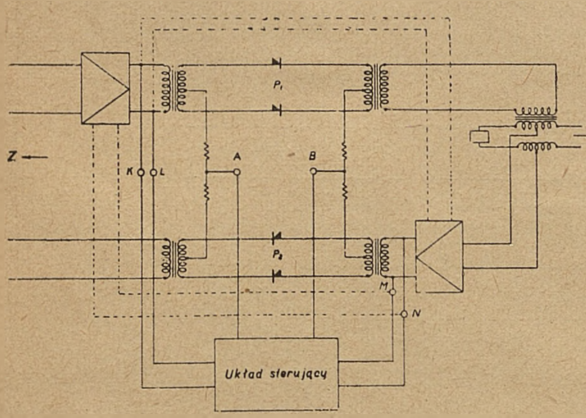
Tłumik echa z blokadą. Rozważania powyższe dają wystarczające uzasadnienie stosowa-

du—jako **tłumik echa pośredni.** Jak zobaczymy dalej, może on też być skombinowany z zwykłym tłumikiem echa, umieszczonym w dowolnym miejscu. Działanie tłumika echa z blokadą można wyjaśnić jak następuje:

Załóżmy, że na każdym końcu obwodu (wybieramy przypadek tłumika końcowego) będziemy mieli po dwa układy blokujące P_1 i P_2 z prostownikami stykowymi, włączone w jedną i w drugą parę przewodów, jak pokazuje rys. 8. Działanie tych układów można uważać, jako znane—było ono też opisane w moim artykule „Wzmacniak z blokadą'' zesz. 11 i 12 Przegl. Teletechn. 1936 r. Przypomnę więc tylko, iż układy P_1 i P_2 są włączone w taki sposób, iż kiedy do obu układów wchodzi przez zaciski A i B prąd stały o określonym kierunku, to tłumienie, jakie wprowadza do swego obwodu jeden układ, staje się duże np. równe 5—7 neperów, podczas kiedy tłumienie drugiego układu zmniejsza się do małej wartości np. równej 0,2 nepera. Wartość tego tłumienia zależy ponadto od wielkości natężenia prądu. Ale przy prądzie dostatecznie dużym np. rzędu kilku—kilkunastu miliamperów—osiąga ono wartość praktycznie stałą. Tłumienie układów blokujących można więc zmieniać od wartości dużej do małej, zmieniając natężenie prądu polaryzującego, wchodzącego przez zaciski A i B od wartości dodatniej dostatecznie dużej do odpowiedniej wartości ujemnej. Zauważmy odrazu, że w tłumiku opisywanym natężenie prądu polaryzującego zmienia się w sposób raptowny od wartości dodatniej do ujemnej, przytem wartości te są określone i prawie stałe.

Prąd polaryzujący jest wysyłany przez spe-

cjalny układ sterujący, kierowany ze swej strony przez prądy rozmowy. Kiedy prądy te płyną od abonenta zachodniego do wschodniego ($Z \longrightarrow W$), układ sterujący wysyła prąd polaryzujący w kierunku od zacisku *A* do *B*, na skutek czego droga z zachodu na wschód zostaje otwarta, a droga powrotna—zamknięta. I odwrotnie. Prądy rozmowy, płynące ze wschodu na zachód ($W \longrightarrow Z$), przesterowują układ sterujący, dzięki czemu prąd polaryzujący zmienia swój kierunek i płynie od zacisku *B* do *A*, otwierając drogę ze wschodu na zachód, a zamykając ją w kierunku przeciwnym.



RYS. 8. SCHEMAT OGÓLNY TŁUMIKA ECHA Z BLOKADĄ.

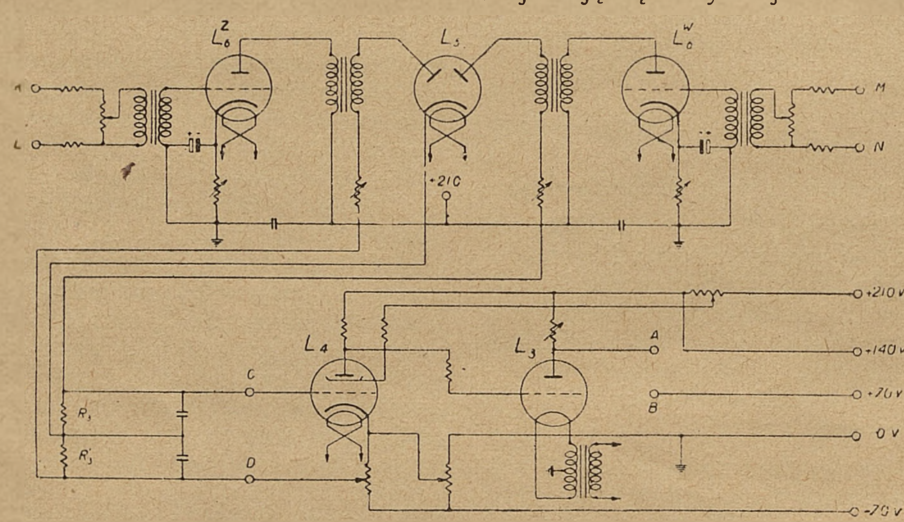
W każdym jednak momencie, również i wówczas kiedy prąd polaryzujący, zmieniając swój kierunek, przechodzi przez wartość zerową, jest wprowadzone do obwodu czteroprzewodowego tłumienie. Ponieważ wartość tego tłumienia jest duża, stateczność obwodu zostaje zapewniona w sposób trwały.

Przypuśćmy, iż w danej chwili mówi abonent *W*. W tym przypadku prądy telefoniczne odgałęzione w punktach *M* i *N* przejdą przez lampę wzmacniakową L_6^w, a następnie zostaną wyprostowane przez diodę L_5. Na oporze R_3 pojawi się napięcie jednokierunkowe. Napięcie to będzie zmieniało się wraz z amplitudą prądów telefonicznych, aczkolwiek zmiany te będą złagodzone przez kondensator przyłączony równolegle. W rezultacie, pomiędzy punktami *D* i *C* otrzymamy napięcie jednokierunkowe, skierowane od punktu *D* do *C*.

Jeżeli z kolei abonent *Z* będzie mówił, napięcie prądów telefonicznych po ich wzmocnieniu i wyprostowaniu pojawi się na oporze R'_3, a napięcie jednokierunkowe pomiędzy punktami *D* i *C* będzie skierowane od punktu *C* do *D*.

Napięcie pomiędzy punktami *D* i *C* jest użyte do spolaryzowania—za pośrednictwem specjalnego układu, w danym razie złożonego z lamp elektronowych L_4 i L_3—układów blokujących P_1 i P_2. Odpowiednio do kierunku tego napięcia ($D \longrightarrow C$, lub $C \longrightarrow D$) prąd polaryzujący płynie od punktu *B* do *A* lub odwrotnie.

Jest widoczne, że kiedy obaj abonenci mówią jednocześnie, napięcie wyprostowane na oporach R_3 i R'_3 będą skierowane w kierunkach przeciwnych. W danym momencie zawsze jedno z nich przeważy, decydując, jaki będzie kierunek w danej chwili napięcia polaryzującego, a więc w konsekwencji czy będzie otwarta droga dla prądów telefonicznych z zachodu na wschód, czy też odwrotnie, ze wschodu na zachód. Doświadczenie pokazuje, że w takich razach abonenci będą sobie wzajemnie kolejno przerywać i bardzo szybko zorjentują się w sytuacji.



RYS. 9. UKŁAD STERUJĄCY.

Na rys. 9 pokazany jest schemat układu sterującego. Układ ten jest kierowany, jak powiedziałem wyżej, przez prądy telefoniczne, wysyłane przez abonentów *W* i *Z*, i jego rola polega na polaryzowaniu układów blokujących P_1 i P_2 odpowiednio do kierunku, w którym płynie prąd energji telefonicznej.

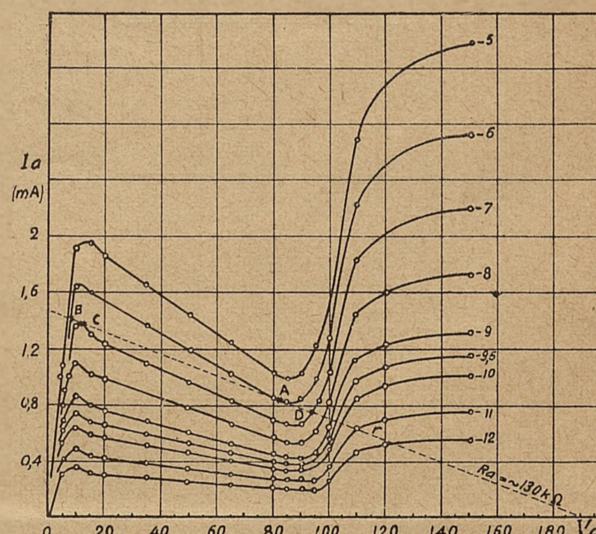
Ponieważ praktycznie można osiągnąć tylko częściowe zrównoważenie linii abonentowej przy pomocy równoważnika, umieszczonego w zakończeniu obwodu czteroprzewodowego, przeto zawsze część energji prądów telefonicznych zawróci w kierunku do abonenta, który mówi, wywołując na oporze R_3 napięcie w danym razie

szkodliwe. Żeby napięcie to mogło być skompensowane, wzmocnienie lampy L_6^w powinno być wyregulowane w taki sposób w stosunku do wzmocnienia lampy L_6^z, aby to napięcie szkodliwe było zawsze mniejsze od napięcia użytecznego na oporze R'_3. Tak więc jeżeli najmniejszą wartość tłumienia niezrównoważenia oznaczymy przez T, zaś wzmocnienie wzmacniaka wejściowego w kierunku $W \longrightarrow Z$, wyrażone w tych samych jednostkach, oznaczymy przez W_z, to różnica $(W_z - T)$ określi, o ile co najmniej wzmocnienie lampy L_6^w powinno być mniejsze od wzmocnienia lampy L_6^z.

Wprowadzając do układu sterującego obwody rezonansowe (może to być zwykły transformator rezonansowy)—w celu ograniczenia pasma częstotliwości, które mają oddziaływać na ten układ—można zmniejszyć wartość napięcia szkodliwego, powstającego na skutek niedoskonałości zrównoważenia, gdyż dokładność zrównoważenia może być—pomimo różnej długości linij abonentowych—tym większa, im w węższym zakresie częstotliwości pragniemy linie te zrównoważyć. Zwężenie pasma częstotliwości, oddziaływujących na układy sterujące, jest również pożądane ze względu na prądy zakłóceniowe, chociaż należy podkreślić, iż w przypadku tłumika echa z blokadą prądy te nie są tak szkodliwe, jak w przypadku zwykłych tłumików echa. **Tłumik echa** z blokadą jest **różnicowy**, to znaczy, iż poddaje się działaniu prądów telefonicznych, płynących w danym kierunku, pomimo iż uprzednio lub nawet w tej samej chwili oddziaływują nań prądy telefoniczne, płynące w kierunku przeciwnym. Gdyby więc pod wpływem prądów zakłóceniowych została zamknięta droga $W \longrightarrow Z$, to droga ta może być otwarta pod wpływem prądów telefonicznych wychodzących od abonenta wschodniego, jeżeli tylko ich natężenie będzie dostatecznie silne.

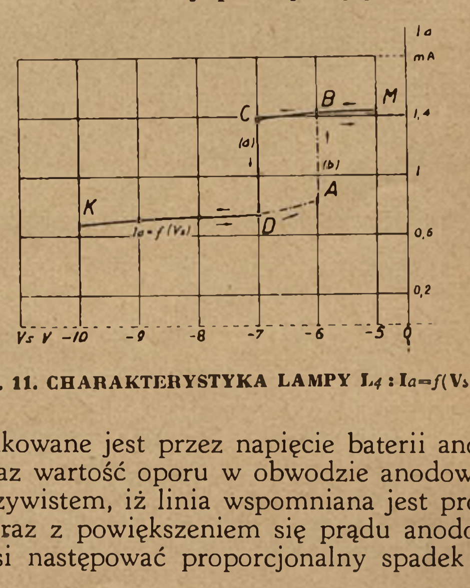
Napięcie polaryzujące pomiędzy punktami C i D nie jest zużytkowane bezpośrednio do polaryzowania układów P_1 i P_2, lecz pośrednio, a mianowicie za pośrednictwem specjalnego układu lamp L_4 i L_3. Układ ten—zapożyczony zresztą, jeżeli chodzi o jego zasadę, z artykułu: Cosimo Pistoia—Amplicatore di correnti continue con funzionamento a scatto riversibile—Alta frequenza—Giugno 1935—posiada tę szczególną właściwość, że wartość prądu, płynącego w obwodzie anodowym lampy L_3, nie zmienia się w sposób ciągły w zależności od napięcia pomiędzy punktami C i D, a natomiast przechodzi raptownie od pewnej wartości skończonej dostatecznie dużej do wartości innej znacznie mniejszej (i odwrotnie), kiedy napięcia polaryzujące pomiędzy punktami C i D, wzrastając w kierunku $C \longrightarrow D$ (lub $D \longrightarrow C$), osiągnie pewną określoną wartość. Jeżeli skoki prądu anodowego będą duże (co łatwo jest osiągnąć), to prąd pomiędzy zaciskami A i B, polaryzujący układy P_1 i P_2, będzie zmieniał raptownie swój kierunek odpowiednio do zmian kierunku napięcia pomiędzy punktami C i D, a jego natężenie będzie wahało się pomiędzy obranymi granicami.

Mechanizm działania układu można wyjaśnić na podstawie charakterystyk lampy L_4. Jest to lampa ekranowana. Jej charakterystyki są przedstawione na rys. 10 i 11. Na rys. 10 jest przedstawiona rodzina krzywych, wyrażających zależność prądu anodowego (I_a) od napięcia anodowego (V_a), dla różnych potencjałów siatki, natomiast, na rys. 11 jest przedstawiony prąd anodowy (I_a) w zależności od potencjału siatki (V_s) przy pewnym napięciu baterii anodowej i kiedy do obwodu anodowego włączony jest określony opór.



RYS. 10. CHARAKTERYSTYKI LAMPY L_4: $I_a = f(V_a)$

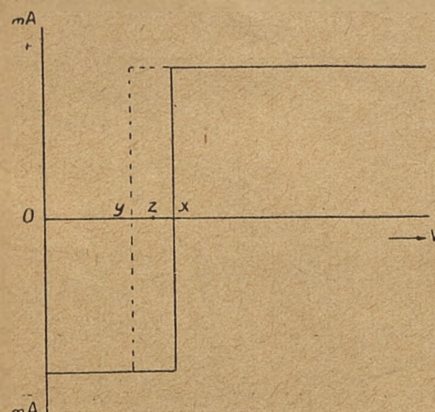
Przypuśćmy, że w danej chwili potencjał siatki jest dostatecznie mały (np. $= -10\ v_s$) i prąd anodowy posiada nieznaczną wartość. W miarę jak potencjał ten będzie wzrastał, prąd anodowy lampy będzie również rósł, ale bardzo wolno. Odpowiedni punkt, wskazujący na rys. 10, jaka jest wartość w danym momencie prądu anodowego, będzie się przesuwał po linii zaznaczonej na rysunku. Położenie tej prostej i jej nachylenie



RYS. 11. CHARAKTERYSTYKA LAMPY L_4: $I_a = f(V_s)$

uwarunkowane jest przez napięcie baterii anodowej, oraz wartość oporu w obwodzie anodowym. Jest oczywistem, iż linia wspomniana jest prostą, gdyż wraz z powiększeniem się prądu anodowego musi następować proporcjonalny spadek po-

tencjału anody. Kiedy potencjał siatki wzrośnie do —7 V, prąd anodowy będzie określony przez punkt *D* (rys. 10 i 11). Przy dalszym wzroście potencjału siatki prąd I_a osiągnie punkt *A*, w którym prosta *DB* jest styczna do jednej z charakterystyk ($I_a = f(V_a) v_s = \text{const}$) lampy. W tym punkcie równowaga lampy będzie niestała, gdyż przy danym potencjale siatki również może płynąć prąd anodowy, określony przez punkt *B*. Jeżeli zatem potencjał siatki będzie malał w dalszym ciągu, nastąpi raptowna zmiana natężenia prądu anodowego od wartości określonej przez punkt *A*



RYS. 12. PRĄD POLARYZUJĄCY UKŁADY P_1 I P_2.

do wartości określonej przez punkt *B*. Przy dalszym powiększaniu się potencjału siatki prąd I_a będzie wzrastał również, ale znowu stosunkowo bardzo wolno. Tym sposobem wykres prądu I_a będzie się przedstawiał, jak wskazuje linia *KDABM* na rys. 11. Jeżeli teraz zaczniemy z kolei potencjał siatki zmniejszać, prąd anodowy będzie się zmieniał w kierunku przeciwnym wzdłuż tej samej linii, lecz tylko do punktu *B*. Przy dalszym zmniejszaniu potencjału siatki prąd anodowy przesunie się do punktu *C* (rys. 10 i 11), a potem dopiero przeskoczy raptownie do punktu *D*. W tym więc przypadku prąd anodowy będzie się przesuwał po linii *MBCDK* (rys. 11).

Jak widzimy, prąd anodowy I_a lampy L_4 nie zmienia się w sposób ciągły, a w pewnych momentach przeskakuje raptownie od wartości małej do większej i odwrotnie. Oczywiście, te raptowne skoki prądu I_a będą powodowały raptowne zmiany potencjału siatki lampy L_3, a w konsekwencji i natężenia prądu anodowego tej lampy, co z kolei spowoduje raptowne zmiany kierunku prądu polaryzacyjnego w układach prostownikowych P_1 i P_2.

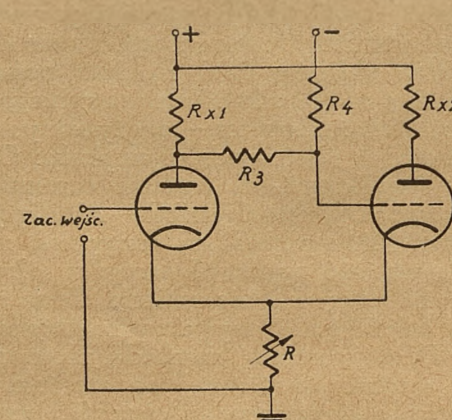
Rysunek 12 przedstawia krzywą prądu polaryzacyjnego w układach P_1 i P_2 w zależności od potencjału siatki lampy L_4. Krzywa pełna odnosi się do wypadku wzrastania potencjału siatki lampy L_4, zaś krzywa przerywana do wypadku zmniejszania się tego potencjału. Widzimy, iż prąd płynący w układach blokujących P_1 i P_2, zachowuje z początku wartość prawie stałą, ale kiedy potencjał siatki lampy L_4 dojdzie do wartości *OX*, prąd ten przeskakuje od wartości ujemnej do mniej więcej takiej samej (jest to kwestja doboru oporów) wartości dodatniej. I odwrotnie, kiedy potencjał siatki tej lampy pocznie maleć, prąd polaryzujący będzie utrzymywał się na stałym mniej więcej poziomie, postępując wzdłuż linii pełnej w kierunku do osi rzędnych. Po osiągnięciu z powrotem wartości *OX* potencjału siatki, prąd w gałęzi *AB* nie zmieni jeszcze swego kierunku. Zmiana kierunku prądu nastąpi, kiedy potencjał siatki zmniejszy się do wartości *OY*, mniejszej od *OX*. Różnica (*OX*—*OY*) może być w pewnym stopniu regulowana, zmieniając początkowy punkt pracy lampy.

Jeżeli początkowy potencjał siatki ustalimy na wartość *OZ*, pośrednią pomiędzy *OX* i *OY*, to przyłożenie pomiędzy punktami *D* i *C* dodatkowego napięcia stałego o wartości większej od *ZX* spowoduje przesterowanie układów P_1 i P_2 w ten sposób, iż zostanie otwarta droga dla prądów rozmowy z zachodu na wschód, a zamknięta droga ze wschodu na zachód, natomiast przyłożenie napięcia większego od *ZY* i zmniejszającego potencjał siatki, spowoduje otwarcie drogi ze wschodu na zachód, a zamknięcie drogi w przeciwnym kierunku.

Układ przedstawiony na rys. 9 i obejmujący lampy L_4 i L_3 nie jest jedynym, jaki mógłby być w danym razie zastosowany. Rys. 13 przedstawia układ dwóch lamp, mogący spełniać takie samo zadanie, jak układ lamp L_3 i L_4. Jest to przekaźnik lampowy, którego prąd anodowy drugiej lampy raptownie zmienia swe natężenie przy pewnych wartościach potencjału siatki lampy pierwszej.

Możemy teraz streścić zasadnicze właściwości opisanego tłumika echa z blokadą, jak następuje:

Jest to tłumik echa, który stale—w każdym momencie—wprowadza do obwodu czteroprzewodowego określone tłumienie. Tłumienie to jest wprowadzone do jednej lub do drugiej pary przewodów za pośrednictwem układów blokujących. Przerzucanie tłumienia z jednej pary do drugiej odbywa się pod wpływem prądów rozmowy. Jeżeli tłumienie przerzucane będzie dostatecznie du-



RYS. 13. PRZEKAŹNIK LAMPOWY.

że (a wartość jego może wynieść koło 6 neperów), to stateczność obwodu czteroprzewodowego będzie zabezpieczona we wszystkich warunkach, pomimo to, iż tłumienie drogi prądów rozmowy będzie małe i np. równe —0,2 nepera. Również przy tłumieniu dostatecznie dużym, wprowadza-

nem za pośrednictwem układów blokujących, tłumik echa z blokadą zabezpiecza obwód czteroprzewodowy od zjawisk echa i przytem w sposób zupełny, gdyż w każdym momencie—niezależnie od tego, czy abonent mówi cicho lub głośno—zjawiska echa będą znajdywały się poniżej poziomu dozwolonego.

Tłumik echa z blokadą pozwala więc na zmniejszenie tłumienia pomiarowego międzymiastowych obwodów telefonicznych do granic żądanych —0,1 lub —0,2 nepera, nie narażając przytem stateczności obwodu, oraz nie pozwalając na powstawanie ech dostrzegalnych.

Tłumik echa z blokadą jest tłumikiem **o działaniu nieciągłem**, podobnie jak amerykańskie tłumiki przekaźnikowe.

Jest zrozumiałem, iż tłumiki amerykańskie wymagają pewnego czasu od chwili przyłożenia napięcia prądów rozmowy do chwili zadziałania przekaźnika, zamykającego drogę dla prądów echa. Czas ten zależy od wielkości przyłożonego napięcia i dlatego odróżnia się czasy t_{a2} i t_{a20} zależnie od tego czy napięcie przyłożone na wejściu do tłumika jest 2 lub 20 razy większe od napięcia, określającego **czułość miejscową tłumika echa**[3]) Czas t_{a2} dla tłumika amerykańskiego końcowego wynosi ok. 5 ms. Czas zadziałania tłumików europejskich określa się przez czas, jaki upływa od chwili przyłożenia napięcia do tłumika—do chwili kiedy tłumienie na drodze powrotnej wprowadzone przez tłumik echa, wzrastając od zera, osiągnie wartość 0,7 nepera. Dla tłumików echa końcowych czas t_{a20} został określony na 1,5 (+0,1;—0,5) milisekundy, natomiast czas t_{a2} winien być mniejszy od 15 milisekund. Tłumik echa z blokadą może być natomiast uważany za tłumik o działaniu natychmiastowym. Czas potrzebny do jego zadziałania od chwili przyłożenia odpowiedniego napięcia jest bardzo mały — mniejszy od milisekundy—i praktycznie nie zależy od wielkości przyłożonego napięcia. Jest widocznem, iż jest to jego zaletą.

Tłumik echa z blokadą jest tłumikiem o **działaniu różnicowym.** Stąd wynika, iż kiedy jeden abonent mówi, drugi abonent może mu przerwać. Zwykłe tłumiki echa tej cechy nie posiadają. Doświadczenie pokazuje jednak, że pomimo to abonenci nie odczuwają z tego powodu przeszkód w porozumiewaniu się. Natomiast cecha ta ma znaczenie, jeżeli na linii danej ma być zastosowane wybieranie zdalne.

Zastosowanie tłumików zwykłych wymaga w takich przypadkach, aby sygnały zgłoszeniowe z central miejskich były przerywane; warunek ten nie byłby konieczny w razie zastosowania tłumików o działaniu różnicowym. Drugą konsekwencją różnicowości tłumików echa jest możność powiększenia ich czułości. Czułość zwykłych tłumików echa jest ograniczona przez poziom szumów. Czułość ta nie może być zbyt wielka, gdyż w przeciwnym wypadku szumy, istniejące na linii, mogłyby blokować w sposób trwały jeden z kierunków przewodzenia energii.

Uwzględniając przeciętny stan linij międzymiastowych—ze względu na szumy—przyjęto, iż poziom działania w odniesieniu do poziomu względnego zero, mierzony przy tej częstotliwości, dla której tłumik echa jest najbardziej czuły, powinien wynosić w przypadku tłumika echa końcowego co najwyżej—2,5 nepera, a co najmniej—3,5 nepera, zaś w przypadku tłumika echa pośredniego—conajmniej—3,5 nepera. Oczywiście, takie ograniczenie najmniejszej czułości tłumików echa zmniejsza skuteczność ich działania. Czułość tłumików echa o działaniu różnicowym może natomiast znajdować się poniżej poziomu szumów, gdyż w razie zablokowania w danej chwili przez szumy np. drogi z zachodu na wschód, droga ta będzie mogła być otwarta przez abonenta zachodniego, kiedy zacznie mówić, jeżeli tylko poziom szumów nie będzie zbyt wysoki w stosunku do poziomu prądów rozmowy w tym punkcie obwodu, w którym znajduje się tłumik echa.

Jeżeli powyżej omówione cechy tłumika echa z blokadą stanowią jego zalety, to do wad tego tłumika należy zaliczyć to, iż wymaga on przesterowywania układu sterującego, kiedy po danym abonencie poczyna mówić jego rozmówca. Jak widzieliśmy, w celu przesterowania układu musi być wytworzone napięcie na oporze R_3 lub R'_3 o dostatecznie dużej wartości. Napięcie to będzie wytworzone przez dźwięki mowy. Lecz kiedy abonent poczyna mówić, pierwsze dźwięki mogą okazać się zbyt słabe. Wówczas będą one dla abonenta słuchającego stracone. Po właściwym przesterowaniu układów, dalsze dźwięki mowy będą przesyłane już bez przeszkód, niezależnie od ich siły, ale pod warunkiem, że poziom szumów nie będzie tak duży, aby szumy te mogły nieustannie przesterowywać układ sterujący—np. w przerwach pomiędzy poszczególnymi słowami—pomimo wprowadzenia doń odpowiedniej stałej czasu. Doświadczenie pokazuje, iż w normalnych warunkach, jakie spotykamy w **liniach kablowych** tłumik echa z blokadą może być wyregulowany na tak dużą czułość (czułość miejscowa ok. 4,5—5 neperów), że obcinanie początków sylab, kiedy abonent rozpoczyna mówić, jest niemal niedostrzegalne i praktycznie nie wpływa na wyrazistość przenoszonej mowy. Ale możliwe są wypadki nienormalne (duży poziom szumów, skuteczność aparatu abonenta bardzo mała, abonent mówi bardzo cicho), kiedy tłumik echa z blokadą nie zdoła w danym razie zapewnić komunikacji zadowalającej.

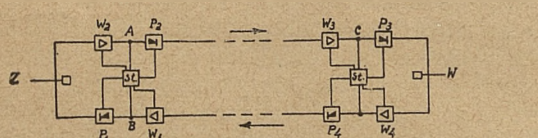
Powyższa wada tłumika echa z blokadą może

[3]) Czułość miejscowa tłumika echa o działaniu ciągłym (lampy katodowe lub suche prostowniki) mierzy się wartością tłumienia w neperach, lub w decybelach, które należy włączyć pomiędzy generatorem normalnym, a oporem czystym 600 omowym, do którego zacisków jest przyłączony równolegle tłumik echa, aby tłumik ten wprowadził tłumienie 0,7 nepera do drogi powrotnej prądów echa.

Czułość miejscowa tłumika o działaniu nieciągłym (elektromagnesy) mierzy się największą wartością tłumienia w neperach lub w decybelach, które należy włączyć pomiędzy generatorem normalnym a oporem czystym 600-omowym, do którego zacisków jest przyłączony równolegle tłumik echa, aby tłumik ten wprowadził całkowite swe tłumienie do drogi powrotnej prądów echa.

być zmniejszona przez skombinowanie go z zwykłym tłumikiem echa. A więc wyobraźmy sobie, że umieszczamy tłumiki echa z blokadą połączone z tłumikami zwykłymi na obu końcach obwodu czteroprzewodowego, jak to pokazuje rys. 14. Napięcie prądów rozmowy w punktach A, B, C i D wprowadzamy zatem po wyprostowaniu nie tylko do układów sterujących tłumików echa z blokadą, ale również do obwodu siatek lamp wzmacniakowych w taki sposób, że kiedy mówi np. abonent zachodni, potencjały siatek lamp wzmacniaków W_1 i W_4 obniżają się. Wówczas tłumienie drogi powrotnej prądów echa będzie powiększone nietylko przez tłumienie wprowadzone przez układy blokujące P_1 i P_4, ale ponadto przez tłumienie wprowadzone przez wzmacniaki W_1 i W_4, dzięki działaniu zwykłych tłumików echa. Ale w takim razie tłumienie układów blokujących w kierunku zaporowym może być odpowiednio zmniejszone.

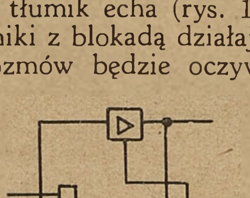
Załóżmy, że tłumienie wprowadzone na sku-



RYS. 14. OBWÓD CZTEROPRZEWODOWY Z KOŃCOWYMI TŁUMIKAMI ECHA Z BLOKADĄ.

tek oddziaływania prądów rozmowy na potencjał siatek lamp wzmacniających będzie takie, jak w zwykłych tłumikach echa, zapewniających należytą jakość komunikacji telefonicznej przy pomocy normalnego czteroprzewodowego obwodu telefonicznego o tłumieniu pomiarowym 0,8 nepera. Załóżmy dalej, że tłumienie wprowadzane przez układy blokujące będzie wynosiło po 0,8 nepera. Porównajmy teraz zachowanie się ze względu na echa i głośność rozmowy obwodu, jak na rys. 14, odpowiadającego powyższym założeniom, z zachowaniem się obwodu zawierającego wyłącznie zwykły tłumik echa (rys. 15).

Jeżeli tłumiki z blokadą działają prawidłowo, to głośność rozmów będzie oczywiście większa



RYS. 15. OBWÓD CZTEROPRZEWODOWY Z KOŃCOWYMI TŁUMIKAMI ECHA TYPU ZWYKŁEGO.

o 0,8 nepera w obwodzie, jak na rys. 14, natomiast natężenie ech będzie w obu obwodach jednakowe. Jeżeli z kolei założymy, że tłumik echa z blokadą na stacji wyjściowej będzie działał prawidłowo, zaś drugi tłumik echa z blokadą zawiedzie, to głośność rozmów jak i natężenie ech w obu obwodach będą jednakowe. Gdy wreszcie oba tłumiki echa z blokadą nie zostaną przesterowane jak należy, to głośność rozmów będzie mniejsza w obwodzie, jak na rys. 14 o 0,8 nepera, zaś natężenie ech będzie w tym obwodzie większe na skutek zmniejszonej skuteczności zwykłego tłumika echa na stacji końcowej, gdyż tłumik ten będzie dostosowany do wyższego poziomu prądów rozmowy. W przypadku połączeń tranzytowych obwody z tłumikami echa z blokadą będą zawsze zapewniały większą stateczność nietylko własnemu obwodowi, ale i pozostałym, wchodzącym w skład połączenia tranzytowego, oraz mniejsze natężenie ech. Natomiast w razie nieprawidłowego ich działania głośność rozmów będzie zmniejszona.

Widzimy więc, że zastosowanie łumików echa z blokadą daje—w przypadku ich prawidłowego działania — zawsze wyniki dodatnie natomiast w razie zakłóceń w ich działaniu ujemne skutki tego będą znacznie złagodzone, jeżeli skombinujemy je z zwykłymi tłumikami echa.

Tłumik echa z blokadą był wypróbowany w laboratorjach Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego, oraz został dla próby zainstalowany na przeciąg kilku dni—przy współudziale Service des Lignes Souterraines à Grande Distance—w Warszawie i w Paryżu na obwodzie Warszawa—Paryż. Próba na linii całkowicie potwierdziła wyniki laboratoryjne i wykazała możliwość stosowania takich tłumików na obwodach kablowych, Oczywiście, nie jest ona wystarczająca do osądzenia w tej chwili, w jakim stopniu tłumiki echa z blokadą okażą się dogodne w eksploatacji na dłuższą metę. Nie przesądzając więc na razie, czy zdołają one zastąpić całkowicie, jako doskonalsze w założeniu, tłumiki zwykłe, wydaje się rzeczą pożyteczną i interesującą wskazać na zasady, na jakich jest oparty tłumik echa z blokadą, gdyż—moim zdaniem—zasady te wskazują drogę, na jakiej zagadnienie stateczności i wolności od ech kablowych obwodów dalekosiężnych może być całkowicie rozwiązane.

W zakończeniu autor poczuwa się do miłego obowiązku podziękowania p. inż. J. Kosackiemu za współpracę przy opracowywaniu i próbach opisanego tłumika echa z blokadą.

Redaktor: Inż. Henryk Pomirski Wydawca: Stow. Teletechników Polskich
Drukarnia Techniczna, Sp. Akc., Warszawa, Czackiego 3/5, tel.: 614-67 i 277-98.